

**Publication number:** JP2000092009

**Publication date:** 2000-03-31

**Inventor:** SAKOTA KAZUYUKI; SUZUKI MITSUHIRO; YAMAURA TOMOYA

**Applicant:** SONY CORP

**Classification:**

- International: **H04B1/713; H04J1/00; H04B1/69; H04J1/00; (IPC1-7):  
H04J1/00; H04B1/713**

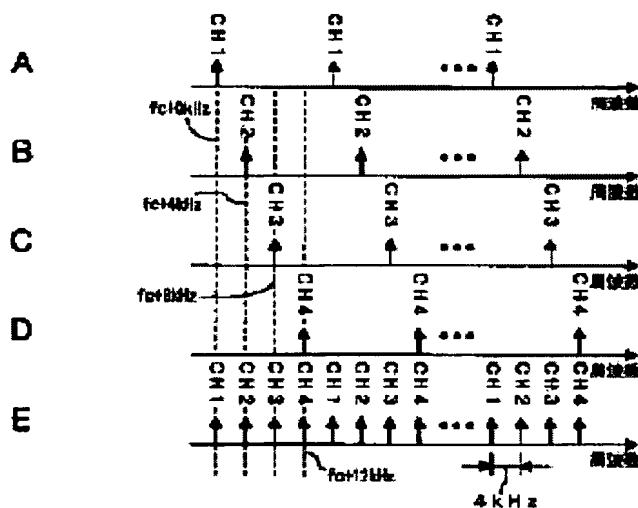
- european:

**Application number:** JP19980247307 19980901

**Priority number(s):** JP19980247307 19980901: JP19980197574 19980713

**Report a data error here**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To allow each receiver or the like to apply communication processing to information with a required minimum processing quantity of itself in the case of multiplexing channels for communication through various transmission routes by each by adopting special arrangement for transmission symbols for each channel on a frequency axis. **SOLUTION:** Subcarriers are allocated on a frequency axis for each channel as shown in the following: the subcarriers for a channel 1 are allocated with spacing of 16 kHz from a reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. A), the subcarriers for a channel 2 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 4 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. B), the subcarriers for a channel 3 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 8 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. C), and the subcarriers for a channel 4 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 12 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. D). Signals of each channel are transmitted as a radio wave to cause the subcarriers to be allocated on a radio transmission channel with spacing of 4 kHz (shown in Fig. E) resulting that signals of the 4 channels are multiplexed and transmitted in one transmission band.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2000-92009  
(P2000-92009A)

(43) 公開日 平成12年3月31日 (2000.3.31)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 J	1/00	H 0 4 J	1/00
H 0 4 B	1/713		13/00 E

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 25 頁)

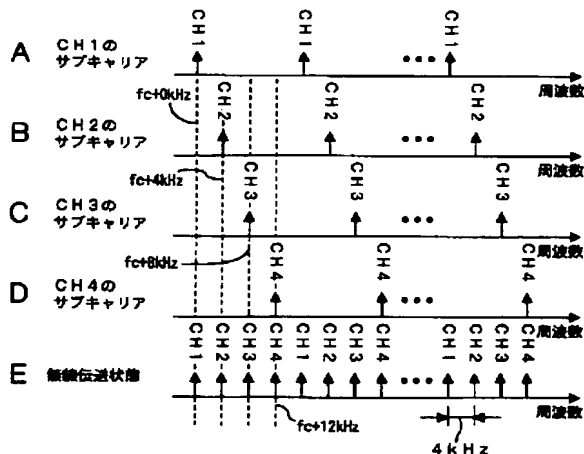
(21) 出願番号	特願平10-247307	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川6丁目7番35号
(22) 出願日	平成10年9月1日 (1998.9.1)	(72) 発明者	迫田 和之 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ ー株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平10-197574	(72) 発明者	鈴木 三博 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ ー株式会社内
(32) 優先日	平成10年7月13日 (1998.7.13)	(72) 発明者	山浦 智也 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ ー株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	100080883 弁理士 松隈 秀盛

(54) 【発明の名称】 通信方法、送信機及び受信機

(57) 【要約】

【課題】 様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、各通信は、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の受信などの通信処理を可能とする。

【解決手段】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき (Nは正の任意の整数) に配置した。



各チャンネルのサブキャリア配置例

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、  
設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、  
各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）に配置した通信方法。

【請求項2】 請求項1記載の通信方法において、上記通信は無線通信である通信方法。

【請求項3】 請求項1記載の通信方法において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定した通信方法。

【請求項4】 請求項1記載の通信方法において、基地局と端末装置との間の通信に適用し、  
基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、  
基地局では、上記パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、  
端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う通信方法。

【請求項5】 請求項1記載の通信方法において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせる通信方法。

【請求項6】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、  
設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、  
各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、  
各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行った後に送信し、  
受信側では、隣り合うものどうして差動復調を行う通信方法。

【請求項7】 請求項6記載の通信方法において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、  
受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行う通信方法。

【請求項8】 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、  
上記マルチキャリア信号の1チャンネル内での送信シン

ボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）とし、  
生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信する送信機。

【請求項9】 請求項8記載の送信機において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定する送信機。

【請求項10】 請求項8記載の送信機において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、  
生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、  
複数のチャンネルを一括して送信処理を行う送信機。

【請求項11】 請求項8記載の送信機において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行う送信機。

【請求項12】 請求項8記載の送信機において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理する送信機。

【請求項13】 請求項8記載の送信機において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた送信機。

【請求項14】 複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、  
1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）の周波数間隔で受信処理する受信機。

【請求項15】 請求項14記載の受信機において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、  
この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードする受信機。

【請求項16】 請求項14記載の受信機において、受信信号の帯域幅により決定されるサンプルレートにより受信信号のサンプリングを行い、  
サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプルレートとし、  
この必要最小限のサンプルレートのシンボル数の受信データを受信処理する受信機。

【請求項17】 請求項16記載の受信機において、上記受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、上記最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出する受信機。

【請求項18】 請求項14記載の受信機において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、上記パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行う受信機。

【請求項19】 請求項14記載の受信機において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばセルラ方式による無線電話システムなどの無線通信システムに適用して好適なデジタル無線通信における通信方法と、その通信方法を適用した送信機及び受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、無線電話システムなどのように、広い周波数帯域を複数のユーザでシェアして効率良く通信を行う通信方式としては、例えばDS-SS (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) 方式がある。このDS-SS方式では、送信信号系列を符号により拡散（乗算）し、広帯域信号を生成してこれを送信する。また、受信側では、送信側と同一の拡散符号と受信信号を乗算することにより、逆拡散と呼ばれる効果を得て、受信信号の中から所望の信号成分のみを抽出する。

【0003】図27は、従来のDS-SS方式を適用したセルラ無線通信システムにおける送信構成を示す。入力端子1に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化ならびにインターリーブなどの処理が施された後に、乗算器3に供給されて、端子3に得られるチャンネル割当ての目的のコードが乗算されて拡散される。拡散されたビットストリームは、次段の乗算器4で、端子4aに得られるロングコードによりランダム化された後、シンボルマッピング部5で送信シンボルへマッピングされる。このマッピング方法は、通信方式により様々の手法がある。

【0004】シンボルマッピング部5でマッピングされた送信信号は、必要により加算器6で他の系の送信信号と多重化されて、送信処理部7に供給されて、変調などの高周波処理が行われた後、無線伝送を行う周波数帯域に周波数変換されて、アンテナ8から無線伝送される。

【0005】ここで入力端子1に得られる情報ビットス

トリムが例えば8 kbpsであるとする、コーディング部2で符号化率1/2で符号化されて、符号化ビットのビットレートが16 kbpsになり、乗算器3で拡散率64で拡散すると、1024 kcps (cpsはChip Per Second)のビットストリームになる。情報ビットストリームのビットレートが異なる場合には、乗算器3での拡散率を変化させれば、送信信号のビットレートを一定にすることができる。

【0006】また、加算器6で加算する他の送信系についても、加算器6に供給される送信信号のビットストリームが一定であれば、各送信系のコーディング部2に供給される情報ビットストリームとして、種々のものを混在させることができる。

【0007】次に、従来のDS-SS方式で送信処理された信号を受信する構成を、図28を参照して説明する。アンテナ11で受信した所定の周波数帯域の信号を、受信処理部12で中間周波信号などに周波数変換し、この周波数変換された受信信号を復調して、ベースバンドのシンボル系列を得る。このシンボル系列の中から、ビット抽出部13で受信ビットストリームを抽出する。抽出された受信ビットストリームは乗算器14に供給して、端子14aに得られるロングコードの乗算を行ってデスクランブルすると共に、その乗算器14の乗算出力を乗算器15に供給して、端子15aに得られる逆拡散コードの乗算を行って逆拡散処理を行い、符号化ビットストリームを得る。そして、その符号化ビットストリームをデコード部16でデコードして、情報ビットストリームを端子17に得る。

【0008】上述した8 kbpsの情報ビットストリームが、1024 kcpsのビットストリームとして送信されている場合の信号を、図28の構成で受信する場合には、乗算器15で逆拡散率64で逆拡散されて、8 kbpsの情報ビットストリームが得られる。また、端子15aに得られる逆拡散コードの逆拡散率を変化させれば、他のビットレートの情報ビットストリームにも対処できる。

【0009】ここまでの説明では、DS-SS方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる場合について説明したが、TDMA (Time Division Multiple Access) 方式で無線伝送させる場合にも、複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させることが可能である。図29は、1フレームがスロット1からスロット8までの8タイムスロットで構成される8TDMA構造の場合の1フレーム構造を示した図である。

【0010】ここで、1スロット当たりの伝送レートが8 kbpsである場合のスロット割当てを想定すると、例えば伝送レート8 kbpsのユーザA、Bには、それぞれスロット1、2を割当て、そのスロット1又は2で伝送レート8 kbpsの通信を行う。また、伝送レートが16 kbpsのユーザCには、スロット3とスロット4の2スロットを

割当て、16 kbpsの通信を行う。また、伝送レートが32 kbpsのユーザDには、スロット5～スロット8の4スロットを割当て、32 kbpsの通信を行う。このように各ユーザからの伝送要求時の伝送レートなどに応じて、基地局などが1フレーム内のスロットの各ユーザへの割当て数を可変設定することで、TDMA方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる対処が可能である。

【0011】また、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 方式と称されるマルチキャリア方式で無線伝送を行う場合には、送信構成として、例えば従来図30に示す構成で行われていた。この構成は、DAB (Digital Audio Broadcasting) と称されるデジタルオーディオ放送に適用されている構成で、端子21に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化などの処理が施された後に、シンボルマッピング部23で送信シンボルへマッピングされる。そして、送信シンボルを混合回路24に供給して、他の送信データと多重化される。ここでの多重化は、単純に直列に連結することで、多重化シンボルストリームを生成させる。例えば、1チャンネル当たり64 kbpsのシンボルを、18チャンネル分多重化すると、多重化されたシンボルストリームの伝送レートは $64 \text{ kbps} \times 18 = 1152 \text{ kbps}$ となる。

【0012】この多重化されたシンボルストリームは、周波数変換部25での周波数インターリーブによりシンボルの並び替えが行われ、各チャンネルのシンボルがばらばらに並ぶことになる。この並び替えられたシンボルストリームは、逆フーリエ変換回路 (IFFT回路) 26で逆フーリエ変換処理により周波数軸上に配置されたマルチキャリア信号となり、このIFFT回路26の出力が送信処理部27で無線送信処理されて、所定の周波数帯域で無線送信される。

【0013】このマルチキャリア信号を受信する側の構成としては、図31に示すように、アンテナ31で受信した所望の周波数帯域の信号を、受信処理部32でベースバンド信号とする。ここで、マルチキャリア信号のベースバンド信号成分は、情報が周波数軸上に並んだ信号であるので、高速フーリエ変換回路 (FFT回路) 32に供給して、フーリエ変換処理を行い、周波数軸上に並んだサブキャリアを抽出する。このとき、フーリエ変換処理によって出力されるシンボルは、受信した信号帯域全体のサブキャリア群となる。

【0014】このサブキャリア群の変換信号は、シンボル選択部34に供給して、送信側で行われた周波数インターリーブにより配置された所望のチャンネルのシンボルの存在位置からシンボルを抽出する。さらに、この抽出されたシンボルストリームは、ビット抽出部35に供給して、符号化ビットストリームを抽出し、この符号化ビットストリームをデコード部36に供給して、情報ビ

ットストリームを出力端子37に得る。

【0015】この従来のOFDM方式においては、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われている。従って、受信機が備えるフーリエ変換回路 (FFT回路) は、多重化されて伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理して、その変換後にチャンネルの選定を行っている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】 上述したDS-SS方式を適用したセルラ方式の通信システムでは、使用周波数帯域を固定して、拡散率を可変することにより、可変レートのデータ伝送を可能としている。使用周波数帯域を固定することにより、単一の高周波回路のみで可変ビットレートサービスを提供する端末装置を構成することが可能になっている。

【0017】しかしながらDS-SS方式は、通信制御方式が非常に複雑であり、例えばセルラ方式に適用した場合には、基地局を切替えるハンドオフ処理や、システム内の他の通信との干渉を防止するための送信パワーコントロールなどを、非常に精度良く行う必要がある。また、DS-SS方式は、基本的に全チャンネルが同一の周波数帯域をシェアしており、かつ各チャンネルの直交性がないことから、送信パワーコントロールが正しく行われない端末装置が1台でも存在したとき、システム全体が機能しなくなると言う危険性を有しており、伝送レート可変などの複雑な処理を行うのに適したシステムとは言えない。

【0018】さらにDS-SS方式で伝送レート可変処理を適用した場合には、復調部分に関しては、数kbps程度の低速の伝送レートで通信を行う端末装置であっても、システムで伝送可能な最も高い伝送レートの通信を行う端末装置と同等の演算処理が必要であり、端末装置における演算処理量を大幅に増加させてしまう。

【0019】一方、上述したTDMA方式を適用した通信システムで可変伝送レートを実現する場合、1チャンネル当たりの最大の伝送レートは、基本的には、〔1スロット割当て時のビットレート〕×〔TDMA数〕に限られており、伝送レートの上限と下限はTDMA数によって決定されることになる。従って、伝送レートが変化する範囲が、例えば数kbps程度から百kbps程度などのように、非常に大きい場合には、スロット割当てだけでユーザが所望する伝送レートに対応することが事実上不可能である。1フレーム内のタイムスロット数を非常に多くすれば不可能ではないが、通信制御などの点から現実的ではない。

【0020】また、上述した従来のOFDM方式を適用した通信システムで可変伝送レートによる多重化を実現する場合には、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われているため、受信機が備えるフーリエ変換回路は、多重化されて

伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理する必要があり、非常に多くの変換処理が必要である問題があった。

【0021】本発明の目的は、各々が様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化した際に、各受信機などでは、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の通信処理を可能とするものである。

【0022】

【課題を解決するための手段】第1の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）に配置したものである。

【0023】この通信方法によると、各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置される。

【0024】第2の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行った後に送信し、受信側では、隣り合うものどうして差動復調を行うようにしたものである。

【0025】この通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0026】また本発明の送信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、マルチキャリア信号の1チャンネル内での送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信するものである。

【0027】この送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信される。

【0028】また本発明の受信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）の周波数間隔で受信処理するものである。

【0029】この受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信できる。

【0030】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施の形態を、図1～図4を参照して説明する。

【0031】本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてある。図1は、本例のシステムにおける基地局側又は端末装置側の送信構成を示すものである。ここでは、伝送レートとして32 kbps, 64 kbps, 96 kbps, 128 kbpsの4種類のレートのデータを伝送することができる構成としたものである。

【0032】端子101に得られる上述したいずれかの伝送レートの情報ビットストリームは、コーディング部102で符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行い、符号化率1/2などの所定の符号化率で符号化する。コーディング部102で符号化された各ビットは、シンボルマッピング部103に供給して、送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

【0033】このシンボルマッピング部103で生成された送信シンボルは、ヌルシンボル挿入部104に供給する。ヌルシンボル挿入部104では、そのときの伝送レートに応じて振幅（エネルギー）が0のシンボルを規則的に挿入して、元の情報ビットストリームの伝送レートに係わらずシンボルレートを最大の伝送レート（ここでは128 kbpsに対応したレート）に一定とする処理を行う。

【0034】図2は、このヌルシンボルの挿入状態の例を示したもので、○印で示すシンボル位置が、元の伝送データのシンボル位置で、×印で示すシンボル位置が、ヌルシンボル挿入部104で挿入した0のシンボルの位置である。例えば情報ビットストリームの伝送レートが32 kbpsの場合には、図2のAに示すように、元の各シンボル間に、3つのヌルシンボルを挿入して、128 kbpsに相当するシンボル数（即ち4倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが64 kbpsの場合には、図2のBに示すように、元の各シンボル間に、1つのヌルシンボルを挿入して、128 kbpsに相当するシンボル数（即ち2倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが96 kbpsの場合には、図2のCに示すように、元の3シンボル毎に、1つのヌルシンボルを挿入して、128 kbpsに相当するシンボル数（即ち4/3倍）の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが128 kbpsの場合には、図2のDに示すように、ヌルシン

\* 部 1 1 3 に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓がけデータを乗算した後、フーリエ変換（F F T）処理部 1 1 4 に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。

【００４０】変換されたシンボルストリームは、デスクランブル部１１５で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、シンボル選択部１１６に供給する。シンボル選択部１１６では、送信時にヌルシンボル挿入部１０４（図１参照）で挿入されたヌルシンボル以外のシンボルを選択（即ちヌルシンボルを除去）する処理を行う。このヌルシンボルが除去されたシンボルストリームをビット抽出部１１７に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部１１８に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子１１９に得る。

【００４１】シンボル選択部１１６で抽出するシンボルとしては、伝送される情報ビットストリームの伝送レートにより異なる。即ち、図２に示すように送信時に挿入された振幅が０のヌルシンボルの位置は、伝送レートにより変化し、それぞれの伝送レートの場合に、○印で示したシンボルだけを抽出する処理を行う。この処理を行うことで、３２ kbpsから１２８ kbpsまでの伝送レートの伝送を、同じ通信帯域幅を使用して行える。






【0042】ここでは、32 kbpsから128 kbpsまでの可変伝送レートで伝送する場合について説明したが、同様の処理により、最大ビット数M kbpsの通信が行える帯域において、 $M/2^n$  kbpsの通信を行うことが可能である。この場合、送信側において、生成されたシンボルとヌルシンボルとは、次の表1に示すパターンで挿入される。この表1において、白丸で示すシンボルは、情報ビットにより生成されたシンボルであり、黒丸で示すシンボルは、ヌルシンボルである。

【0043】

【表1】

20

30

M / 2 <sup>0</sup> kbps 通信時	
M / 2 <sup>1</sup> kbps 通信時	
M / 2 <sup>2</sup> kbps 通信時	
M / 2 <sup>3</sup> kbps 通信時	
M / 2 <sup>4</sup> kbps 通信時	

(○: 情報ビットより生成されたシンボル, ●: ヌルシンボル)

送処理を、TDMA 構造で行うようにすることで、最低伝送レートと最大伝送レートとの差をより大きくすることが可能になる。図4は、この場合のフレーム構造の例を示す図で、例えばスロット1～スロット8の8タイムスロットで1フレームが構成される8TDMAで構成されている場合に、1つのスロットで32kbps(ヌルシン

50

ボル挿入率  $R = 3/4$  から 128 kbps (ヌルシンボル挿入率  $R = 0/4$ ) までのレートのマルチキャリア信号の伝送が可能な帯域が設定してあるとすると、1フレームで1スロットだけを使用した通信では、32 kbpsから128 kbpsのレートでの伝送が行われ、1フレームの2スロットを使用した通信では、256 kbpsのレートまでの伝送が行われ、以下使用するスロット数を増やすことで、最大で8スロットを使用して、ヌルシンボル挿入率  $R = 0/4$  としたとき  $128 \text{ kbps} \times 8 = 1024 \text{ kbps}$  の伝送レートでの通信が可能となる。

【0046】また、この第1の実施の形態で説明した伝送処理でヌルシンボルを挿入した箇所(ヌルシンボルによるサブキャリア)は、他の系の通信で使うことができる。このようにヌルシンボルの挿入位置のサブキャリアを、他の通信に使用することで、多重通信を効率良く行うことができる。例えば、図1に示す送信処理で、64 kbpsのレートの情報ビットストリームを送信する際には、ヌルシンボルの挿入位置で、他の系の通信を行うことで、2つの系の64 kbpsのレートの情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。同様に、32 kbpsのレートの場合には、4つの系の32 kbpsのレートの情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。さらに、96 kbpsのレートの伝送と、32 kbpsのレートの伝送とを、1つの伝送帯域で行うこともできる。

【0047】次に、本発明の第2の実施の形態を、図5～図7を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では1つの送信機から多重送信を行うようにしたものである。この多重送信は、例えば基地局から複数の系の送信信号を同時に送信する場合に適用できる。この実施の形態において、多重通信を行う構成以外は、上述した第1の実施の形態で説明した処理と基本的に同じであり、受信系の構成については省略する。

【0048】図5は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2…チャンネルN(Nは任意の整数)のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子121a、121b…121nに得られるものとする。各端子121a～121nに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部122a、122b…122nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部122a～122nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部123a、123b…123nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。

或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

【0049】各チャンネル毎のシンボルマッピング部123a～123nで生成された送信シンボルは、混合回路(マルチプレクサ)124に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。図6は、混合回路124での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えばチャンネル1～チャンネル4のチャンネル数4のシンボルストリームを、1系統のシンボルストリームに変換するものである。チャンネル1のシンボルストリームが混合回路124の端子124aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが混合回路124の端子124bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが混合回路124の端子124cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが混合回路124の端子124dに得られる。このとき、混合回路124を構成するスイッチの接点124mが、各端子124a～124dを順に周期的に選択する処理を行って出力する。

【0050】図7は、この混合状態の例を示した図で、例えば図7のA、B、C、Dに示す状態で、それぞれ別のチャンネル1、2、3、4のシンボルストリームが得られるとき、各チャンネルのシンボルを順に選択して、図7のEに示す1系統の混合ストリームを得る。例えば、各チャンネルのストリームが、32 kbpsのレートの情報ビットストリームのシンボルであるとき、128 kbpsのレートの情報ビットストリームに相当するシンボルストリームとなる。なお、各チャンネルのシンボルの送出タイミングが同期してない場合には、バッファメモリなどを使用した同期処理が必要になる。

【0051】図5の説明に戻ると、混合回路124で混合された送信シンボルは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓かけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓かけデータを乗算する。窓かけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0052】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。



【0053】なお、ここでは4チャンネルの多重化を行う場合を例として説明したため、多重化されたシンボルストリーム(図7のE)での各チャンネルのシンボルの出現周期は4となっているが、最大のチャンネル多重数はこれに限定されるものではない。最大のチャンネル多重数は、 $2^n$  (ここでのnは正の整数: 即ち  $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ ) と設定することができ、この場合の各チャンネルのシンボルの出現周期は、最大の多重数と同じ $2^n$ となる。実際の通信で使用するチャンネル数が、最大の多重数よりも小さい場合には、使われてないチャンネルのシンボルとして、第1の実施の形態で説明したヌルシンボル(振幅が0のシンボル)を挿入すれば良い。

【0054】次に、本発明の第3の実施の形態を、図8及び図9を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例でも第2の実施の形態と同様に、1つの送信機から多重送信を行うようにしたものであり、第2の実施の形態に対応する部分には同一符号を付し、その詳細説明は省略する。

【0055】ここで本実施の形態の場合には、各チャンネルの伝送レートが異なる場合の例としてあり、図8は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2、チャンネル3のチャンネル数3の情報ビットストリームが、端子131a、131b、131cに得られるものとする。各チャンネルの伝送レートとしては、例えばチャンネル1、チャンネル2がそれぞれ32 kbpsであり、チャンネル3が64 kbpsであるとする。各端子131a~131cに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、それぞれ別のコーディング部132a、132b、132cに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部132a、132bで符号化されたチャンネル1、チャンネル2のビットストリームは、それぞれのチャンネル用のシンボルマッピング部133a、133bに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、チャンネル3のビットストリームは、2つの系統のビットストリームに2分割し、一方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133cに供給すると共に、他方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133dに供給し、それぞれ別に送信シンボルへマッピングする。

【0056】各シンボルマッピング部133a~133dでマッピングされた送信シンボルは、混合回路134に供給して、1系統に多重化する。図9は、ここでの多重化状態の例を示してあり、2つの系統に分割されたチャンネル3のシンボルストリームを、同じ間隔で周期的に配置すると共に、その間にチャンネル1のシンボルストリームとチャンネル2のシンボルストリームを周期的

に配置する。即ち、例えばチャンネル1、チャンネル3、チャンネル2、チャンネル3...の配置を繰り返し設定する。

【0057】この多重化されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓がけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓がけデータを乗算する。窓がけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0058】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。即ち、図9に示す状態で多重化された伝送信号から、チャンネル1又はチャンネル2の信号を抽出する場合には、4周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信でき、チャンネル3の信号を抽出する場合には、2周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信できる。

【0059】なお、ここでは最大128 kbpsまで伝送できる帯域で、32 kbpsと64 kbpsの伝送レートを混在させて通信を行う例として説明したが、これに限定されるものではない。即ち、各チャンネルの伝送レートD[kbps]は、基本的には次式のように設定できる。

【0060】

【数2】伝送レート  $D = M / 2^N$  [kbps]

ここで、 $N = 1, 2, 3, \dots$ の正の整数、Mは該当する帯域における最大伝送レートである。

【0061】また、第1の実施の形態で説明した96 kbpsのように、【数2】式で設定されるレートの間の値のレートを設定しても良い。

【0062】次に、本発明の第4の実施の形態を、図10~図15を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では複数の送信機から多重送信を行うようにしたものである。例えば、複数の端末装置から同時に多重送信を行って、基地局で一括して受信する場合が相当する。

【0063】図10は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1~チャンネルN(Nは任意の整数)の情報ビットストリームが、それぞ

れ別の送信機の端子141a~141nに個別に得られるものとする。各送信機は基本的には共通の構成であり、チャンネル1の信号を処理する送信機の構成を説明すると、端子141aに得られる情報ビットストリームは、コーディング部142aで符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行う。コーディング部142aで符号化された各ビットは、シンボルマッピング部143aに供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0064】このシンボルマッピング部143aで生成された送信シンボルは、ランダム位相シフト部144aでランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換（IFFT）処理部145aに供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部145aで変換された信号は、内部チャンネル選択部146aで内部チャンネル選択処理が行われ、この内部チャンネル選択処理が行われたマルチキャリア信号を、送信処理部147aに供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ148aから無線送信する。

【0065】内部チャンネル選択部146aの構成を図11に示す。前段の回路から端子151に得られる信号を、シンボル繰り返し部152に供給し、そのときの伝送レートに応じて数のシンボル反復処理を行う。例えば、ここでの1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、無線伝送されるマルチキャリア信号の伝送路上でのサブキャリア間隔を4kHz間隔とし、1チャンネルでの伝送レートが32kbpsであるとする。このとき、前段の逆フーリエ変換処理部145aでは、サブキャリア間隔が16kHzのマルチキャリア信号への変換処理を行う。

【0066】シンボル繰り返し部152では、この信号のシンボル成分を4倍に反復する処理を行い、4kHz間隔の信号に変換する。例えば図11に示すように、シンボル繰り返し部152の入力部に示した波形が、このシンボル繰り返し部152で4回反復された波形に変換されている。この逆フーリエ変換されたシンボルストリームを多重分繰り返すことによって、該当するチャンネルが使用していないサブキャリアにヌルシンボルを挿入することと等価の効果を得ることになる。

【0067】このシンボル繰り返し部152で繰り返された信号は、乗算器153で、オフセット周波数発生器154が出力するオフセット周波数と乗算される。この乗算により、該当するチャンネルの周波数オフセット分、各シンボルに位相の旋回が生じることになる。なお、該当するチャンネルの周波数オフセットが0Hzで

ある場合には、定数との乗算になる。即ち、この乗算器153で乗算されたシンボル系列によって、どのチャンネルに割当てられたサブキャリアを使用するかが決定される。オフセット周波数が乗算された信号は、窓かけ処理部155に供給して、所定単位毎に送信用の窓かけデータを乗算し、端子156から送信処理部147aに供給する。

【0068】各チャンネルで送信処理される信号の状態の例を図12に示す。ここでは、1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、この128kbpsの伝送レートのデータを、4kHz間隔のサブキャリアによるマルチキャリア信号により伝送される構成としてある場合に、4つの送信機から1つの伝送帯域を使用して、それぞれの送信機から伝送レートが32kbpsのデータを、この1伝送帯域に多重伝送する場合を示したものである。

【0069】図12のA、B、C、Dは、それぞれ各送信機から送信されるチャンネル1、チャンネル2、チャンネル3、チャンネル4の送信信号を示したもので、各チャンネルの信号は、サブキャリアが16kHz間隔のマルチキャリア信号としてある。ここで、各チャンネルでサブキャリアが存在する周波数位置は、チャンネル1が図12のAに示すように、基準となる周波数fcから16kHz間隔としてあり、チャンネル2が図12のBに示すように、周波数fcから4kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、チャンネル3が図12のCに示すように、周波数fcから8kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、チャンネル4が図12のDに示すように、周波数fcから12kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてある。

【0070】これらの各チャンネルの信号が無線送信されることで、無線伝送路上では図12のEに示すように、4kHz間隔でサブキャリアが配置された状態となり、1つの伝送帯域に4つのチャンネルの信号が多重伝送されることになる。この場合、各送信機が備える逆フーリエ変換処理部での高速逆フーリエ変換処理としては、そのチャンネルで扱う32kbpsの伝送レートの信号を16kHz幅のサブキャリア群に変換する処理だけで良く、逆フーリエ変換処理部での処理量を、そのシステムにおけるサブキャリア間隔で必要な処理量よりも大幅に少なくすることができる。

【0071】ここでは、32kbpsの伝送レートの信号の通信を行う例について説明したが、例えば同じ伝送帯域で64kbpsの伝送レートの信号の通信を行う場合には、そのレートの通信に見合う規模の逆フーリエ変換処理部により演算を行い（即ち32kbpsの通信の時に比べて倍のサンプル数が出力される）、内部チャンネル選択部でのシンボル反復で2倍に反復すれば良く、どのような伝送レートの場合でも同様の処理で送信信号の生成が可能である。この場合、各送信機（端末装置）が備える処理

回路としては、その装置で送信を行う伝送レートに見合った能力の逆フーリエ変換処理回路を備えるだけで良く、全ての端末装置が用意された伝送帯域で規定されたサブキャリア間隔のマルチキャリア信号を生成させる能力を備える必要がなく、端末装置の構成を簡単にすることができる。

【0072】また、例えば上述した第1の実施の形態で説明したようなヌルシンボルの挿入処理を同時に行って、伝送レートの変化に対応させる処理を行うことで、より伝送レートが低い場合に対処できる。

【0073】次に、このように多重伝送される信号を、例えば基地局で一括受信する構成の例を、図13に示す。アンテナ161が接続された受信処理部162では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓かけ処理部163に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓かけデータを乗算した後、フーリエ変換（FFT）処理部164に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。ここでの変換処理としては、受信した伝送帯域に配置されたサブキャリアを全て変換する処理である。

【0074】変換されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部165で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、分離回路（デマルチプレクサ）166で、1伝送帯域に多重化されたシンボルを各チャンネル毎に分離する処理を行う。各チャンネル毎に分離されたシンボルストリームは、各チャンネル毎のビット抽出部167a、167b...167nに供給し、各チャンネル毎に個別にビット抽出処理を行って受信ビットストリームを得、その受信ビットストリームを各チャンネル毎のデコード部168a、168b...168nに供給し、各チャンネル毎に個別にデコードして、各チャンネル毎の情報ビットストリームを各チャンネル毎の端子169a、169b...169nに得る。

【0075】図14は、分離回路166での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えば1系統のシンボルストリームに多重されたチャンネル1～チャンネル4の4チャンネルのシンボルストリームを分離するものである。分離回路166を構成するスイッチの接点166mに得られる多重化されたシンボルストリームを、1シンボル毎に端子166a～端子166dの4つの端子に順に供給するように切り換える処理を周期的に行う。このように切り換えることで、チャンネル1のシンボルストリームが端子166aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが端子166bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが端子166cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが端子166dに得られる。

【0076】図15は、この分離状態の例を示した図

で、例えば図15のAに示す信号は、4チャンネルの信号が多重化された1伝送帯域の信号を受信して得たシンボルストリームで、一定の時間間隔で配置されたシンボルは、4チャンネルのシンボルが混合されている。ここで、1シンボル毎に順に分離回路166を構成するスイッチの接点166mを切り換えることで、図15のB、C、D、Eに示すように、各チャンネルのシンボルが分離されて出力される。

【0077】このように受信機を構成したことで、1伝送帯域に多重化された複数のチャンネルの信号を一括して受信することができる。

【0078】次に、本発明の第5の実施の形態を、図16～図20を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例ではここまで説明した実施の形態での処理で、1伝送帯域に多重伝送される信号の内の任意のチャンネルを受信するようにしたものである。例えば、基地局から同時に多重送信される信号の中から、任意のチャンネルを端末装置で受信する場合に相当する。

【0079】まず、本例で受信する信号について説明すると、ここでは1伝送帯域で最大128kbpsのレートの伝送が可能な帯域幅において、32kbpsのレートの4チャンネルが多重化されている場合を想定してあり、伝送路におけるサブキャリア間隔は4kHz（即ち1シンボルの変調時間が250μ秒=1/4kHz）としてある。

【0080】図16は本実施の形態での受信構成を示した図である。ここでは、アンテナ171が接続された受信処理部172で、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、チャンネル選択部173で所望のチャンネルが選択された後、その選択されたチャンネルの受信信号をマルチキャリア処理部174に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。なお、窓かけ処理やランダム位相シフトなどのマルチキャリア処理に必要な他の処理についても、このマルチキャリア処理部174で実行される。

【0081】変換されたシンボルストリームはビット抽出部175に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部176に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子177に得る。

【0082】図17は、チャンネル選択部173の構成例を示した図である。ここでは、前段の受信処理部から端子181に供給されるベースバンド信号としては、周波数軸上に4kHz間隔でサブキャリアが並んだ信号が250μ秒間入力される。この端子181に得られる信号は、セクタ181aに直接供給すると共に、遅延回路181bを介して遅延させてセクタ181aに供給

し、セレクタ181aでの選択で、信号のシンボルが繰り返し処理が施される。

【0083】このセレクタ181aの出力は、減算器182に供給されると共に、遅延回路183により1シンボルの変調時間の $1/2^1$ の時間（即ちここでは $125\mu$ 秒）遅延された信号が減算器182に供給され、両信号の差分が抽出される。この差分の信号は、さらに減算器184に直接供給されると共に、遅延回路185により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは $62.5\mu$ 秒）遅延された信号が減算器184に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器195を介して端子191に得られる。また、減算器182の出力信号が、加算器186に直接供給されると共に、遅延回路185により遅延された信号が加算器186に供給され、両信号の加算信号が乗算器196を介して端子192に得られる。

【0084】また、端子181に得られる信号にセレクタ181aと遅延回路181bでシンボル繰り返し処理が施された信号は、加算器187に供給されると共に、遅延回路183により遅延された信号が加算器187に供給され、両信号の加算信号が得られる。この加算信号は、さらに減算器188に直接供給されると共に、遅延回路189により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは $62.5\mu$ 秒）遅延された信号が減算器188に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器197を介して端子193に得られる。また、加算器187の出力信号が、加算器190に直接供給されると共に、遅延回路189により遅延された信号が加算器190に供給され、両信号の加算信号が乗算器198を介して端子194に得られる。各乗算器195、196、197、198では、オフセット周波数の補正信号発生器195a、196a、197a、198aからの補正信号が乗算される。このオフセット周波数の補正処理については後述する。

【0085】このように構成したチャンネル選択部173での処理状態を、図18を参照して説明する。まず、端子181に得られる信号として図18のAに示すように、チャンネル1～4の各サブキャリアが $4\text{kHz}$ 間隔で順に配置された信号が、 $250\mu$ 秒間入力する。ここでは、この信号の前半の $125\mu$ 秒間と後半の $125\mu$ 秒間とに分けて、減算器182で互いに減算したものと、加算器187で互に加算したものとが生成される。加算器187の出力としては、元の信号からサブキャリア数が $1/2^1$ になり、図18のBに示すように、チャンネル1とチャンネル3の奇数番目のサブキャリアだけになる。この加算器187の出力からは、さらに減算器188で遅延信号と減算したものと、加算器190で遅延信号と加算したものとが生成される。加算器190で加算された信号としては、図18のCに示すように、チャンネル1の信号のサブキャリアだけになる。減

算器188で減算された信号としては、図18のDに示すように、チャンネル3の信号のサブキャリアだけになる。

【0086】また、減算器182の出力としては、元の信号からサブキャリア数が半分になり、図18のEに示すように、チャンネル2とチャンネル4の偶数番目のサブキャリアだけになる。この減算器182の出力からは、さらに加算器186で遅延信号と加算したものと、減算器184で遅延信号と減算したものとが生成される。加算器186で加算された信号としては、図18のFに示すように、チャンネル2の信号のサブキャリアだけになる。減算器184で減算された信号としては、図18のGに示すように、チャンネル4の信号のサブキャリアだけになる。

【0087】このようにして端子191、192、193、194に得られた信号は、この後段においてFFT処理（高速フーリエ変換処理）が施されてサブキャリアの抽出が行われるが、図18のD、F、Gに示すように、チャンネル2～4の信号には、オフセット周波数が畳み込まれている状態になっている。具体的には、多重されてきた信号のサブキャリア間隔が $f_s[\text{Hz}]$ だったとすると、チャンネル2には $f_s[\text{Hz}]$ 、チャンネル3には $2f_s[\text{Hz}]$ 、チャンネル4には $3f_s[\text{Hz}]$ のオフセット周波数が存在する。そこで、これらのオフセットを取り除くべく、乗算器195、196、197、198で、マイナスのオフセット周波数を持つ正弦波と乗算した後、端子191、192、193、194に供給する出力信号とする。具体的には、チャンネル2には $-f_s[\text{Hz}]$ 、チャンネル3には $-2f_s[\text{Hz}]$ 、チャンネル4には $-3f_s[\text{Hz}]$ の信号を乗算して出力を得ることになる。

【0088】この処理は、チャンネル2では、補正信号発生器196aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器196で乗算することで行われる。また、チャンネル3では、補正信号発生器197aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器197で乗算することで行われる。また、チャンネル4では、補正信号発生器198aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 3))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器198で乗算することで行われる。なお、補正信号として示すMは、 $250\mu\text{sec}$ の間にチャンネル選択手段173に入力されてくるシンボル数、 $i$ はその入力されてくるシンボルが何番目にされたシンボルかを示す添字である。このようにして、オフセット周波数が取り除かれて端子191、192、193、194に得られる信号を周波数軸上で観測して観ると、図18のC、D、F、Gの右側に示すように、オフセット周波数が払拭された状態になっており、どのチャンネルのサブキャリアの同一のFFT回路で抽出することができる。

【0089】このようにして、チャンネル選択部173では、各チャンネル毎のサブキャリアが分離され、チャ

ンネル選択部 173 以降の回路では、受信する必要のあるチャンネルのサブキャリアだけを処理することで、該当するチャンネルの情報ビットストリームを得ることができる。

【0090】ところで、図 17 に示したチャンネル選択部は、多重化されて伝送される 4 チャンネル全ての信号を分離する構成としたが、いずれか 1 つのチャンネルの信号だけが必要である場合には、例えば図 19 に示すチャンネル選択部 173' としても良い。即ち、端子 201 に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレクト 201a と遅延回路 201b を使用してシンボル繰返し処理を施した後に、演算部 202 に供給すると共に、遅延回路 203 により 1 変調時間の  $1/2^1$  の時間遅延させた信号を演算部 202 に供給する。演算部 202 は、制御部 207 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 202 の出力は、演算部 204 に直接供給すると共に、遅延回路 205 により 1 変調時間の  $1/4$  ( $=1/2^2$ ) の時間遅延させた信号を演算部 204 に供給する。演算部 204 は、制御部 207 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 204 の演算出力を、乗算器 208 で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子 206 に供給し、端子 206 から後段の回路に供給する。なお、乗算器 208 で補正するオフセット周波数は、制御部 207 による制御で決定される。このように構成したことで、演算部 202 と演算部 204 での加算処理又は減算処理の制御部 207 による制御で、図 17 に示したチャンネル選択部 173 での各チャンネル毎の選択処理状態と同じ状態にすることができ、多重化された 4 チャンネルの信号の中から所望のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0091】また、例えば 1 伝送帯域で 2 チャンネルの信号が多重化されている場合（例えば 64 kbps の伝送レートの信号が 2 チャンネル多重化されている場合）に、各チャンネルの信号を抽出するチャンネル選択部としては、例えば図 20 に示すチャンネル選択部 173'' で構成できる。即ち、端子 211 に得られる受信信号（ベースバンド信号）を、セレクト 211a と遅延回路 211b を使用してシンボル繰返し処理を施した後に、演算部 212 に供給すると共に、遅延回路 213 により 1 変調時間の  $1/2^1$  の時間遅延させた信号を演算部 212 に供給する。演算部 212 は、制御部 215 の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部 212 の演算出力を、乗算器 216 で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子 214 に供給し、端子 214 から後段の回路に供給する。なお、乗算器 216 で補正するオフセット周波数は、制御部 215 による制御で決定される。このように構成したことで、演算部 212 での加算処理

又は減算処理の制御部 215 による制御で、多重化された 2 チャンネルの信号の中からいずれか一方のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0092】なお、例えば 1 伝送帯域での最大伝送レートが 128 kbps の場合に、最大伝送レートとして 64 kbps までサポートしたい端末装置において、8 kbps のような低速のレートの受信を行う場合には、その端末装置での最大伝送レート（64 kbps）に対応したチャンネル選択部を備えて、64 kbps のマルチキャリア信号として処理した、周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換した後に、そのシンボルストリームから所望のチャンネルを選択するような処理を行っても良い。

【0093】また、逆に 8 kbps しかサポートしないなどといった低レート専用の受信機は、図 19 中の演算部 204 と遅延回路 205 に相当する処理手段をシリアルに連結して同様の処理を行うことにより、チャンネル選択手段 173 の出力シンボル数を、端子 201 が有する信号線の  $1/2^N$  ( $N$  は連結した処理手段の段数) に削減することが可能となる。このチャンネル選択手段内部の段数は任意の値を選ぶことが可能で、この値は該受信機のサポートする最大伝送レートによって決定される。なお、各段における遅延量は、 $1/2^j$  ( $j$  は段数を示す) とする。

【0094】なお、この実施の形態では、セルラ方式の無線電話システムの例であるとしたが、このように多重伝送される信号から所望のチャンネルを選択して受信する受信機は、マルチキャリア信号で複数のチャンネルの放送信号が多重伝送される DAB (デジタルオーディオ放送: Digital Audio Broadcasting) 等の他のシステム用の受信機にも適用できる。この受信機に適用することで、受信機が備えるフーリエ変換手段として、1 チャンネルのサブキャリアだけを交換処理する能力のものを備えるだけでなく、従来のように 1 伝送帯域のサブキャリアを全て交換処理する能力のものを備える場合に比べて、受信機の構成を簡単にすることができる。

【0095】次に、本発明の第 6 の実施の形態を、図 21 ～ 図 24 を参照して説明する。本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、1 伝送帯域で複数のチャンネルを多重伝送する場合に、その多重化される任意の 1 チャンネルをパイロットチャンネルとしたものである。

【0096】図 21 は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル 1 ～ チャンネル  $N$  ( $N$  は任意の整数) のチャンネル数  $N$  の情報ビットストリームが、端子 221a ～ 221n に得られると共に、端子 221p にパイロットチャンネルのビットストリームが得られるものとする。なお、ここではパイロットチャンネルのデータとして、予め決められた既知信号を端子 221p に供給する。また、この既知信号の他に、何

らかの制御データ（例えば基地局を認識するためのIDなど）を伝送するようにしても良い。また、ここではパイロットチャンネル以外のチャンネル（チャンネル1～チャンネルN）をトラフィックチャンネルと称する。

【0097】端子221a～221nに得られる各トラフィックチャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部222a～222nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部222a～222nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部223a～223nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、端子221pに得られるパイロットチャンネルのビットストリームは、ここではシンボルマッピング部223pに直接供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0098】各チャンネル毎のシンボルマッピング部223a～223n、223pで生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）224に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。この混合回路224での混合処理構成は、例えば第2の実施の形態において、図6で説明した混合回路124と同様の処理構成とすることができる。混合回路224で混合された送信シンボルは、マルチキャリア処理部225でスクランブル処理、逆フーリエ変換処理、窓かけ処理などの周波数軸上に配置されたサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号とする処理を行って、生成されたマルチキャリア信号を、送信処理部226に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ227から無線送信する。

【0099】図23は、このようにパイロットチャンネルを含むチャンネル構成とした場合の、1伝送帯域での多重状態の例を示したものである。ここでは、チャンネル1～3の3チャンネルのトラフィックチャンネルと、1つのパイロットチャンネルを多重化した例としてあり、各チャンネルのサブキャリアが順に配置してある。

【0100】次に、このように送信される信号を受信する構成を、図22に示す。アンテナ231が接続された受信処理部232では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bに供給する。第1のチャンネル選択部233aでは、受信するトラフィックチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。第2のチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。各チャンネル選択部233a、233bで選択されたサブキャリアは、それぞれ別にマルチキャリア処理部234a、234bに供給し、

フーリエ変換処理などで周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換する処理を行う。マルチキャリア処理部234aで得られた所定のトラフィックチャンネルのシンボルストリームは、チャンネルイコライザ235に供給する。

【0101】このイコライザ235では、パイロットチャンネルで受信した既知信号の状態に基づいて伝送路状態を推定し、その推定した伝送路状態に基づいて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行い、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う。検波されたシンボルは、ビット抽出部236に供給して符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部237に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子238に得る。また、パイロットチャンネルで受信されたデータは、図示しない端末装置の制御部に供給して、そのデータに基づいた制御処理を行う。

【0102】第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bは、例えば図24に示すように構成する。即ち、第1のチャンネル選択部233aでは、前段の回路から端子241に得られる信号に、セレクタ241aと遅延回路241bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部242に供給すると共に、遅延回路243により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部242に供給する。演算部242は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部242の出力は、演算部244に直接供給すると共に、遅延回路245により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部244に供給する。演算部244は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部244の演算出力を、乗算器248で制御部247から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子246から後段の回路に供給する。

【0103】また、第2のチャンネル選択部233bでは、前段の回路から端子251に得られる信号に、セレクタ251aと遅延回路251bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部252に供給すると共に、遅延回路253により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部252に供給する。演算部252は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部252の出力は、演算部254に直接供給すると共に、遅延回路255により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部254に供給する。演算部254は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部254の演算出力を、乗算器257で

制御部 247 から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子 256 から後段の回路に供給する。このように構成したことで、制御部 247 の制御に基づいて、第 1 のチャンネル選択部 233a では、所望のトラフィックチャンネルのサブキャリアを抽出することができると共に、他にのチャンネル選択部 233b では、パイロットチャンネルのサブキャリアを抽出することができる。

【0104】このように構成したことで、パイロットチャンネルで伝送される既知信号（パイロット信号）に基づいて伝送路推定を行うことが可能になり、同期検波で送受信を行うことが可能となる。これにより差動変調を行ったときに比べて良好な伝送特性を得ることができる。また、同一の基地局から送信されているチャンネルに関しては、基本的には互いに直交性が保たれていることから干渉元とはならず、他の基地局から送信されている信号のみが干渉として影響する。このような場合、パイロット信号が各基地局から送信されているので、これを用いてアダプティブアレーアンテナ等を適用することによって、干渉をキャンセルすることも可能である。なお、この実施の形態の場合にも、4 チャンネルを多重化する例を説明したが、他の実施の形態で説明した例と同様に、基本となる多重数を 2<sup>n</sup> として種々の多重通信を行う構成とすることができる。

【0105】なお、ここまで説明した各実施の形態では、1 変調単位内での処理を説明したが、実際にはこの処理が時間軸上で繰り返し実行されることになる。そこで、1 変調時間単位で、論理チャンネルと物理チャンネルの対応を変化させることで、低伝送レートのチャンネルにおいても、システム帯域の全ての周波数を使用して通信を行うことが可能になる。図 25 は、この場合の一例を示したもので、タイムスロット TS1、TS2、TS3……と、1 タイムスロット毎に論理チャンネル CH1～CH4 のサブキャリアの配列を変化させてある。ここでは 4 タイムスロットを 1 周期とした周期的な変化である。この論理チャンネルと物理チャンネルとの対応は、既存の周波数ホッピングシステムにおけるホッピングパターンを用いれば良い。

【0106】また、上述した各実施の形態では、1 つの伝送帯域内での処理だけを説明したが、複数の伝送帯域が用意されている場合には、周波数帯域を入れ替える周波数ホッピングと称される処理を行うようにしても良い。図 26 は、この場合の一例を示したもので、ここでは 6 つの伝送帯域 F1～F6（1 つの伝送帯域が各実施の形態での 1 伝送帯域に相当）が用意されている場合、例えば通信時間 Ta では周波数が低い方から帯域 F1、F2、F3、F4、F5、F6 の配列とし、以下通信時間 Tb、Tc、Td と所定時間単位毎に帯域の配列を変化させる。この場合にも周期的に変化させる。このように周波数ホッピングさせることで、より大きな周波数ダ

イバーシティ効果を得ることができる。また、図 25 に示した各帯域内でサブキャリアの配列を変える処理と、図 26 に示した帯域毎の周波数ホッピング処理とを併用するようにしても良い。

【0107】また、上述した各実施の形態では、マルチキャリア信号により伝送を行う際の変復調処理の詳細については説明しなかったが、各実施の形態で説明したように、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に 1 チャンネルに割当て際には、そのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ちそのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理は、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0108】このように処理することで、例えば端末装置が高速で移動中である場合、この処理を行わない場合には、シンボル間でフェージングの相関が低くなり特性が劣化する可能性があるが、本例の処理を行うことで、シンボル間の相関が高くなり、同期検波に比べて簡単な処理で実行できる差動復調で、良好な受信が可能になり、端末装置側の移動速度に依存しない良好な伝送ができる。

【0109】また、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に 1 チャンネルに割当て際には、各サブキャリアが同一チャンネルに割当てられているか否かに関係なく、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ち隣接するサブキャリアどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理についても、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0110】なお、ここで説明したそれぞれの差動変調処理及び差動復調処理は、サブキャリア数が各実施の形態で説明した 2 の N 乗でない場合にも適用できるものである。

【0111】また、上述した各実施の形態では、主として無線電話システムや DAB（デジタルオーディオ放送）に適用した例について説明したが、同様のマルチキャリア信号により多重伝送される他の各種伝送システムにも適用できることは勿論である。また、各実施の形態で示した伝送レート、周波数間隔、多重数などの値は、一例として示したものであり、他の値が適用できることは勿論である。

【0112】

【発明の効果】請求項 1 に記載した通信方法によると、

各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されているので、送信側で多重化された送信信号を形成する処理が簡単に行え、それぞれチャンネルの信号だけを抽出して受信処理することが容易に行え、受信側の構成を簡単に行うことができる。また、無線通信に適用した場合には、広いサブキャリア間隔で広帯域通信を行うことから、周波数ダイバーシティ効果を得ることも可能となる。

【0113】請求項2に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を変設定したことで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0114】請求項3に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行うことで、伝送信号の等化処理を容易かつ良好に行うことができる。

【0115】請求項4に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせることで、多重化された信号が効率良く拡散されて伝送され、良好な伝送状態を確保できる。

【0116】請求項5に記載した通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0117】請求項6に記載した通信方法によると、請求項5に記載した発明において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行うことで、周波数軸上のサブキャリアの配列に基づいた処理によっても、伝送処理が可能になる。

【0118】請求項7に記載した送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信され、各チャンネルの送信シンボルを一定の処理で配置でき、簡単な処理で容易に多重化できる送信信号を

形成できる。

【0119】請求項8に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を変設定することで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0120】請求項9に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、複数のチャンネルを一括して送信処理を行うことで、複数のチャンネルの送信処理が簡単な構成で一括して行える。

【0121】請求項10に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行うことで、目的とする周波数で送信する処理を簡単な構成で良好に行える。

【0122】請求項11に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理することで、パイロットチャンネルで送信される既知信号に基づいて伝送制御が良好に行える。

【0123】請求項12に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数/干渉ダイバーシティ効果が得られ、より良好に伝送されるようになる。

【0124】請求項13に記載した受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信でき、所定の周波数間隔の送信シンボルを抽出して受信処理すれば、所望の受信チャンネルの信号を得ることができ、多重化されて伝送される信号から所望のチャンネルの信号を容易に得ることができる。

【0125】請求項14に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードすることで、必要とするシンボルだけの受信処理が効率良く行える。

【0126】請求項15に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信信号の帯域幅に



より決定されるサンプリングレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプリングレートとし、この必要最小限のサンプリングレートのシンボル数の受信データを受信処理することで、必要なサンプリングレートのシンボル数の受信データを効率良く得ることができる。

【0127】請求項16に記載した受信機によると、請求項15に記載した発明において、受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出することで、低いビットレートでの通信時のデータ処理量を減らすことができる。

【0128】請求項17に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行うことで、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を、パイロットチャンネルの受信信号に基づいて良好に行うことができ、良好な受信処理ができる。

【0129】請求項18に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数ホッピングされた伝送信号の受信処理を適正に行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態によるヌルシンボルの挿入及び抽出状態の例を示す説明図である。

【図3】本発明の第1の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態による処理をTDM A方式に適用した例を示す説明図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態による混合回路の例を示す構成図である。

【図7】本発明の第2の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図8】本発明の第3の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の第3の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図10】本発明の第4の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図11】本発明の第4の実施の形態による内部チャンネル選択部の構成例を示すブロック図である。

【図12】本発明の第4の実施の形態によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図13】本発明の第4の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図14】本発明の第4の実施の形態による分離回路の例を示す構成図である。

【図15】本発明の第4の実施の形態による分離状態の例を示す説明図である。

【図16】本発明の第5の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図17】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図18】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部での処理例を示す説明図である。

【図19】チャンネル選択部の他の例を示す構成図である。

【図20】チャンネル選択部の更に他の例を示す構成図である。

【図21】本発明の第6の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図22】本発明の第6の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図23】本発明の第6の実施の形態による送信シンボルの配置例を示す説明図である。

【図24】本発明の第6の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図25】本発明の各実施の形態での他の処理によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図26】本発明の各実施の形態に適用される周波数ホッピング処理を示す説明図である。

【図27】従来のDS-CDMA方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図28】従来のDC-CDMA方式の受信処理例を示すブロック図である。

【図29】従来のTDM A方式における多重化例を示す説明図である。

【図30】従来のOFDM方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図31】従来のOFDM方式の受信処理例を示すブロック図である。

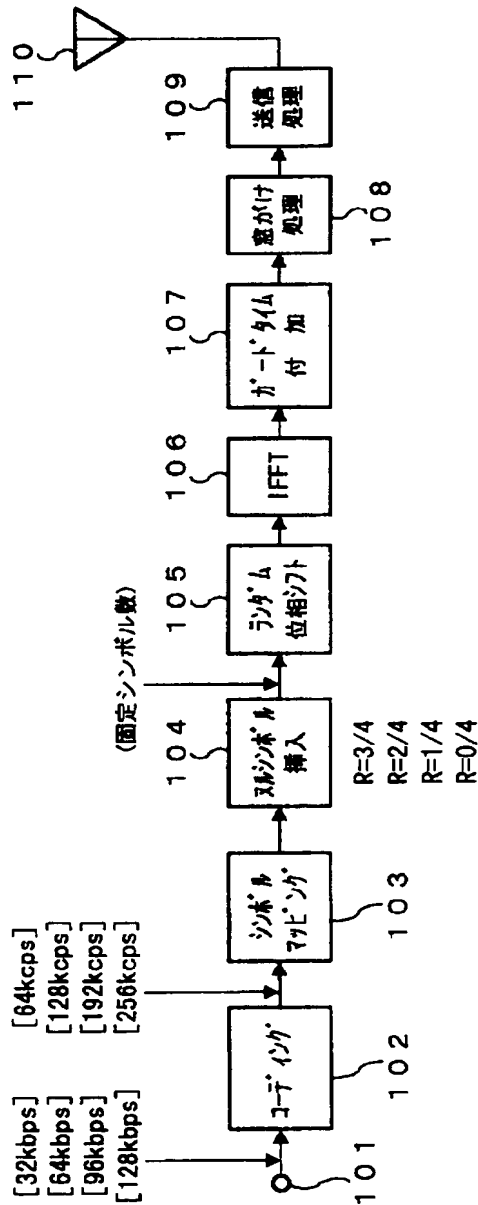
【符号の説明】

103, 123a~123n, 133a~133d, 143a~143n, 223a~223n, 223p...シンボルマッピング処理部、104...ヌルシンボル挿入部、105, 125, 144a~144n...ランダム位相シフト部、106, 126, 145a~145n...逆

31

フーリエ変換処理部（IFFT処理部）、107、127…ガードタイム付加部、108、128…窓がけ処理部、109、129、147a～147n、226…送信処理部、112、162、172、232…受信処理部、113、163…窓がけ処理部、114、164…フーリエ変換処理部（FFT処理部）、115…デスクランブル部、116…シンボル選択部、117、167\*

【図1】

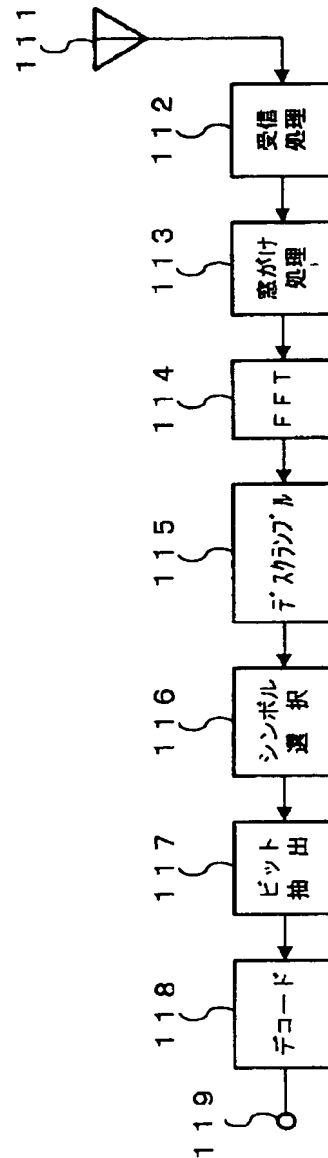


第1の実施の形態による送信構成

32

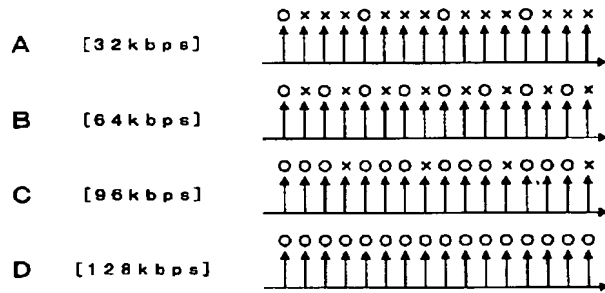
\* a～167n、175、236…ビット抽出部、124、134、224…混合回路、146a～146n、173、173′、173″、223a、223b…チャンネル選択部、165…ランダム位相シフト部、166…分離回路、174、225、234a、234b…マルチキャリア処理部、235…チャンネルイコライザ

【図3】

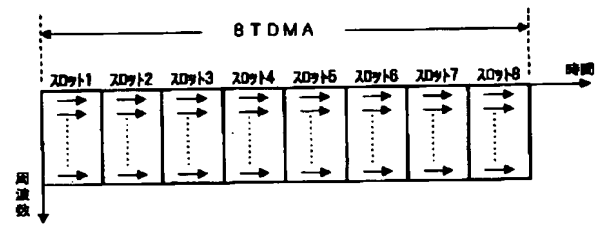


第1の実施の形態による受信構成

【図2】



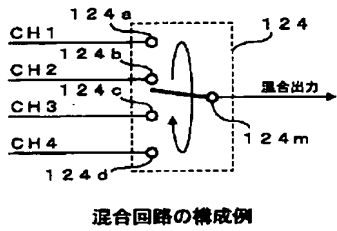
【図4】



TDM方式を適用した例

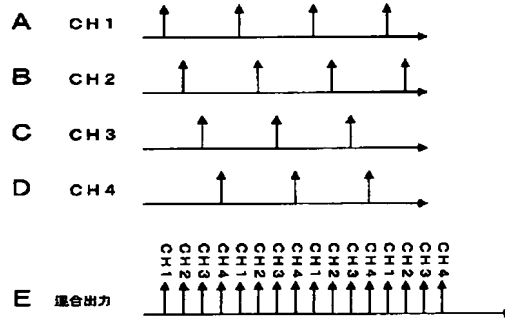
送信時のヌルシンボルの挿入及び受信時の抽出シンボル

【図6】



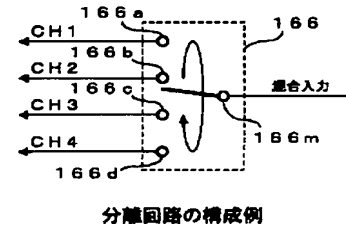
混合回路の構成例

【図7】



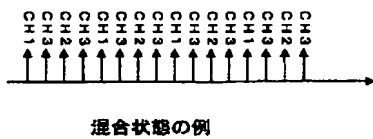
混合状態の例

【図14】

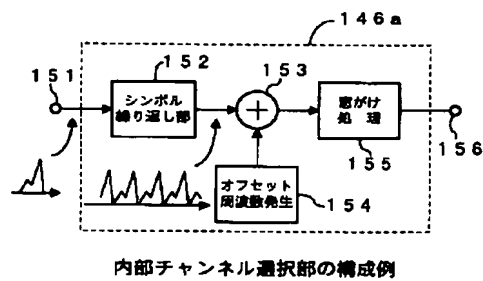


分離回路の構成例

【図9】

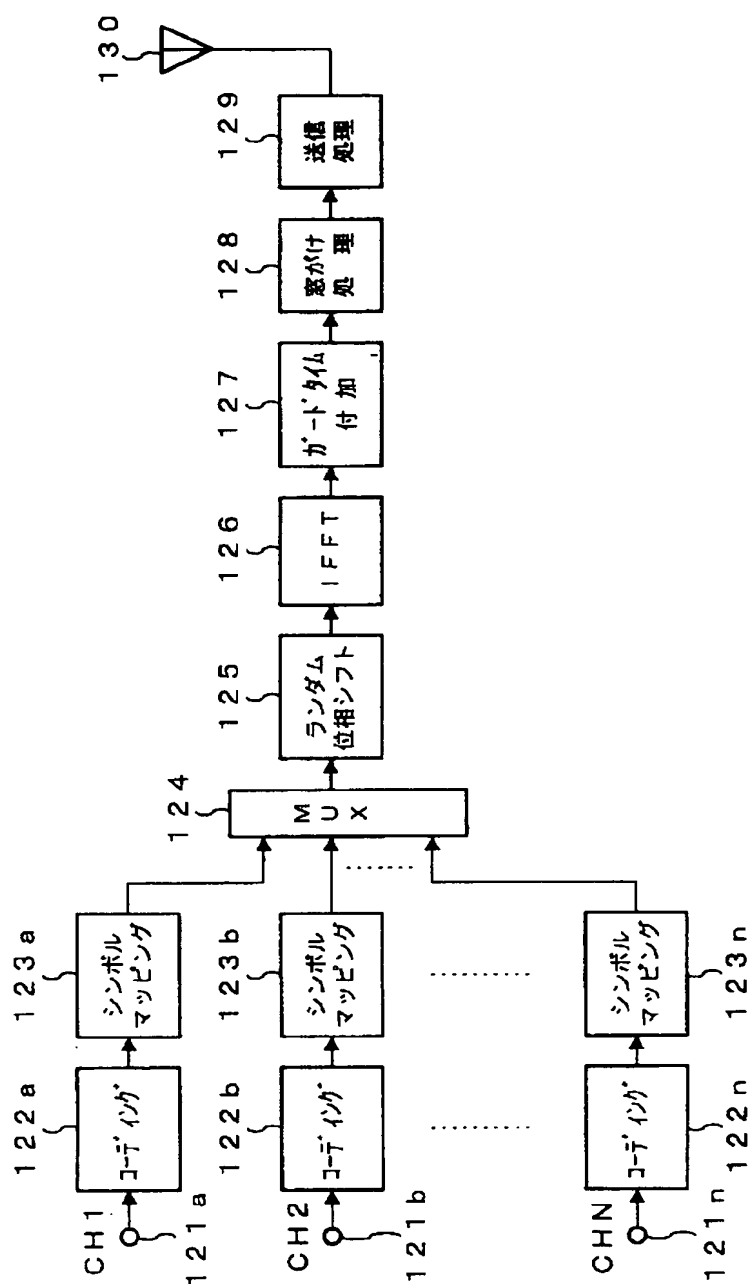


【図11】



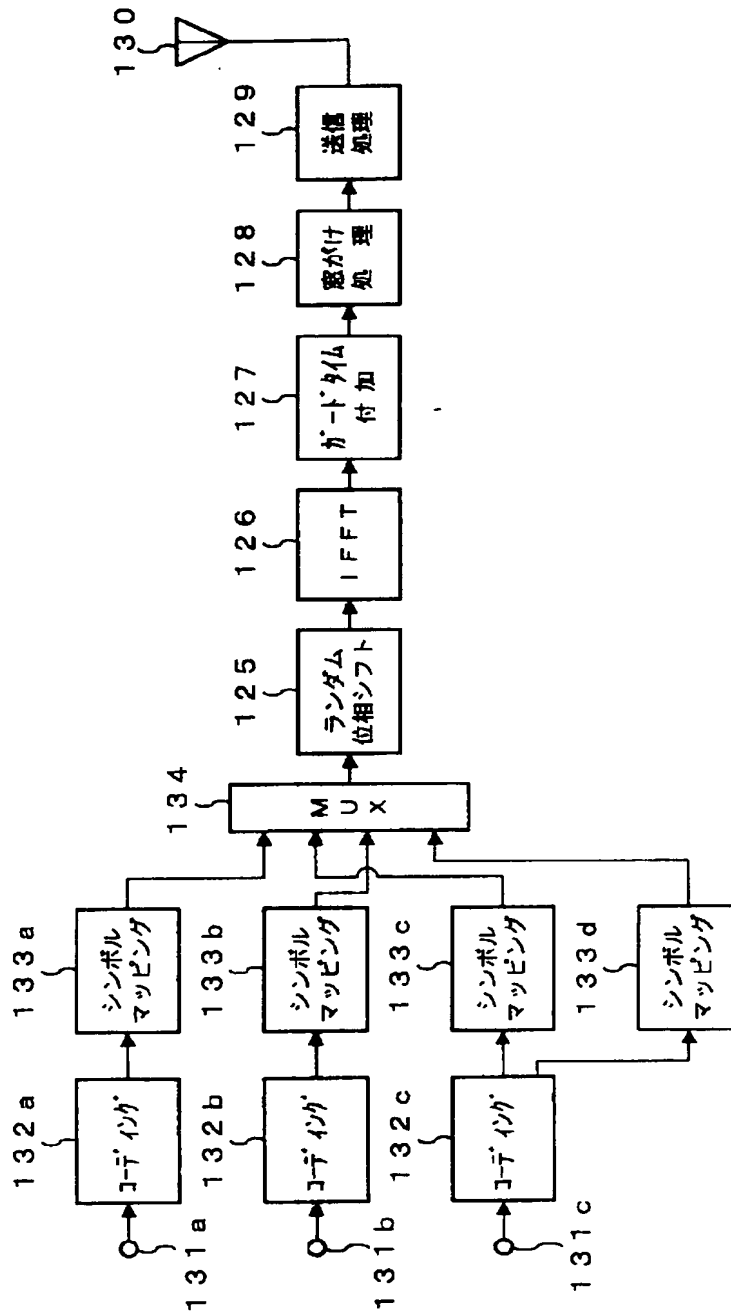
内部チャンネル選択部の構成例

【図5】



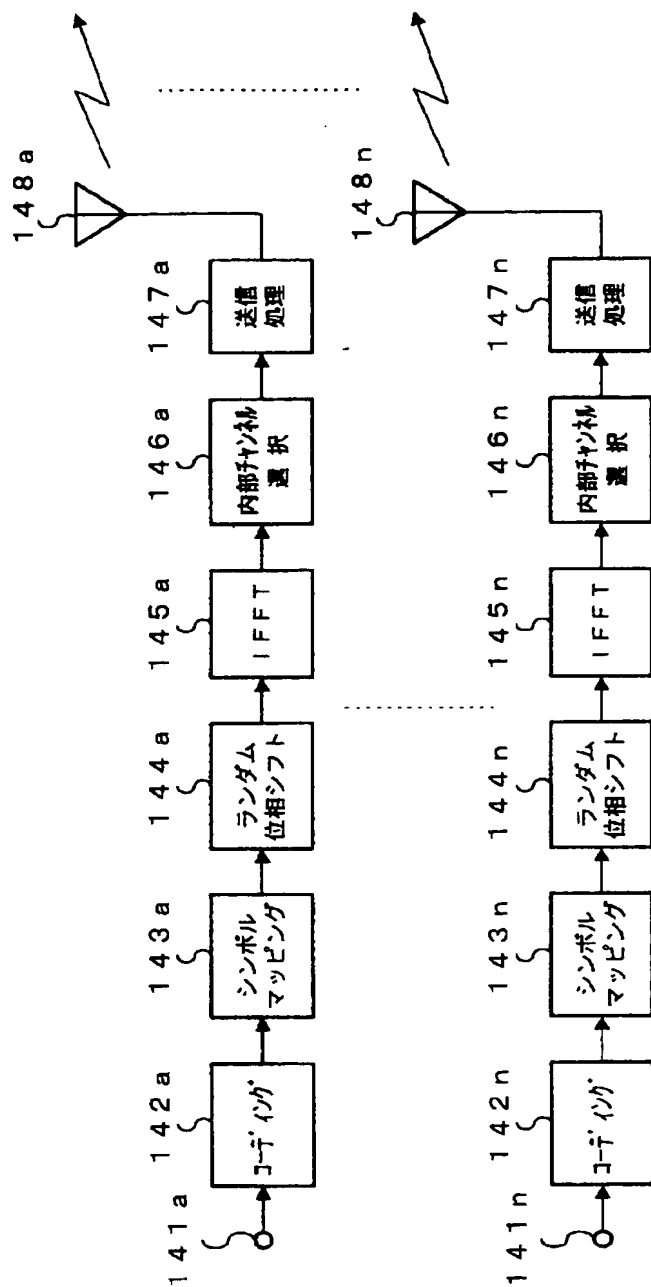
第2の実施の形態による送信構成

【図8】



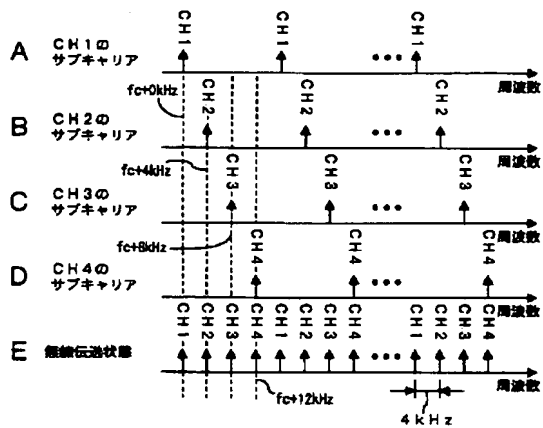
第3の実施の形態による送信構成

【図10】



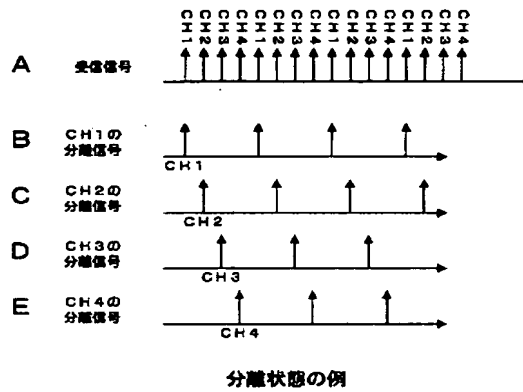
第4の実施の形態による送信構成

【図12】

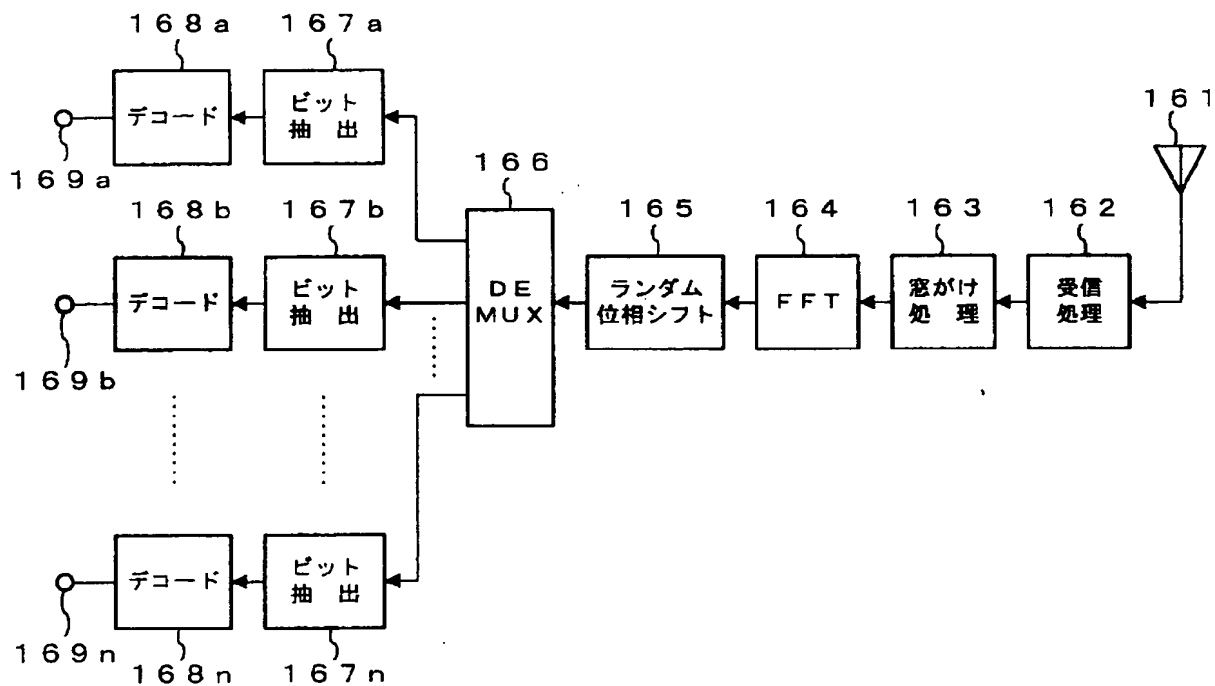


各チャンネルのサブキャリア配置例

【図15】

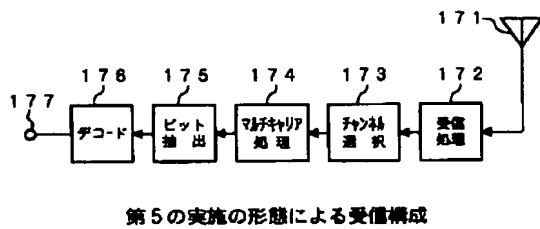


【図13】

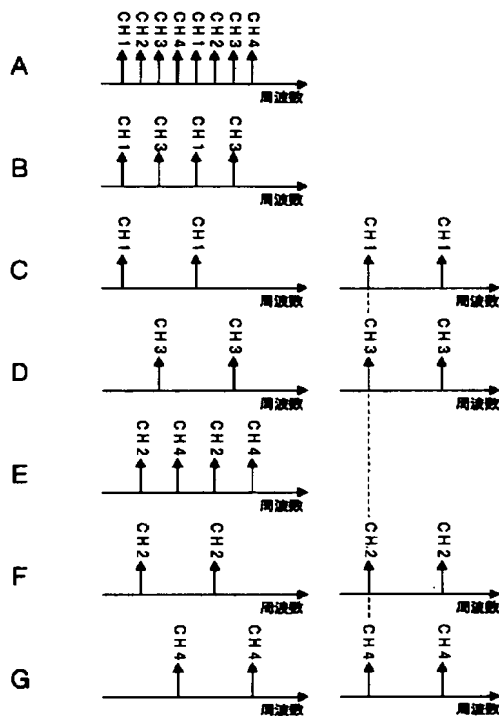


第4の実施の形態による受信構成

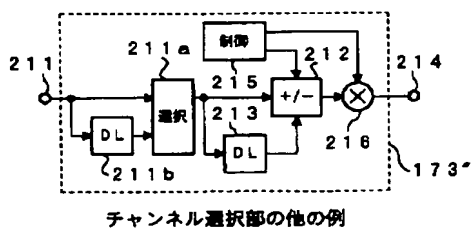
【図16】



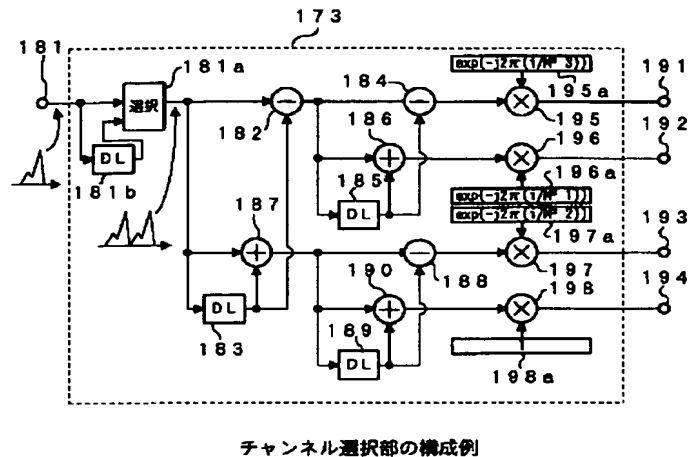
【図18】



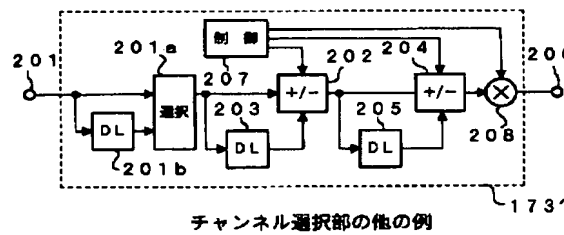
【図20】



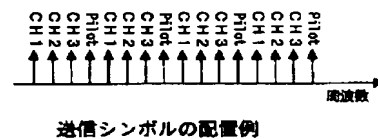
【図17】



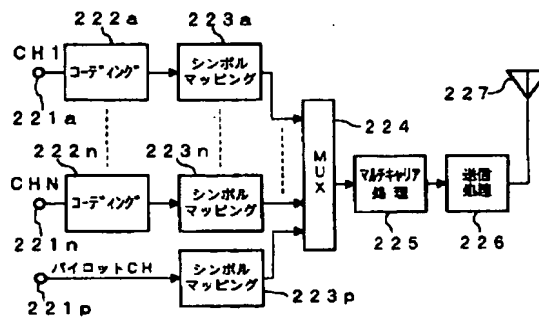
【図19】



【図23】

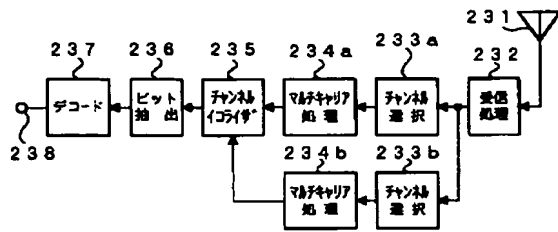


【図21】



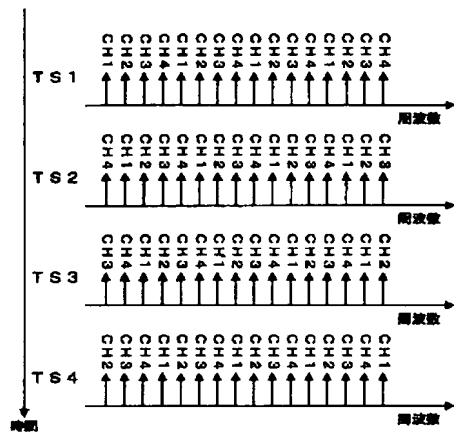


【図22】



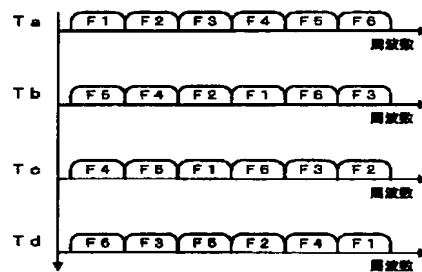
第6の実施の形態の受信構成

【図25】



時間軸上におけるチャンネルの並びの変化

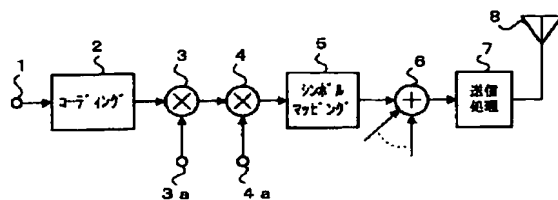
【図26】



周波数ホッピングを伴う場合

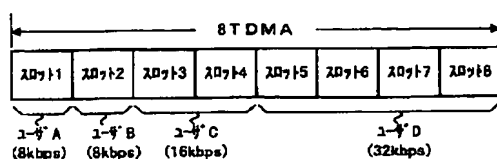
【図28】

【図27】



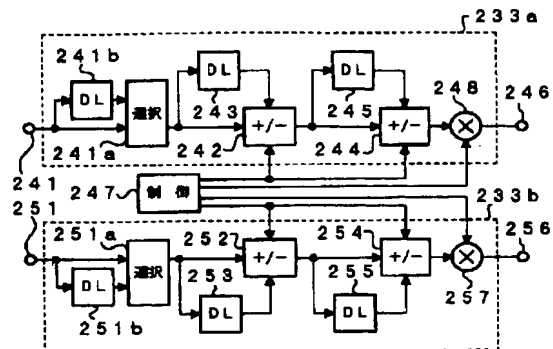
従来のDS-SS-CDMA方式の送信処理例

【図29】



TDM方式における多重化例

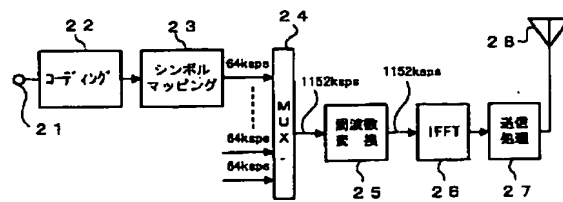
【図24】



チャンネル選択部の構成例

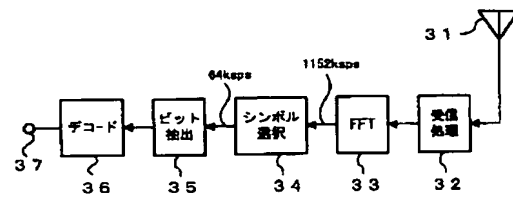
従来のDS-SS-CDMA方式の受信処理例

【図30】



従来のOFDM方式の送信処理例

【図31】



従来のOFDM方式の受信処理例